



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **07110693 A**(43) Date of publication of application: **25 . 04 . 95**

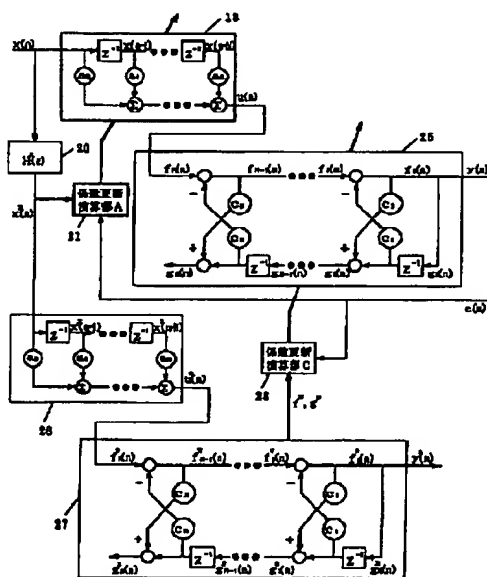
(51) Int. Cl. **G10K 11/178**  
**H03H 17/02**  
**H03H 17/04**  
**H03H 17/06**  
**H03H 21/00**

(21) Application number: **05255877**(22) Date of filing: **13 . 10 . 93**(71) Applicant: **SHARP CORP**(72) Inventor: **EGUCHI MASAKI**  
**KOKUBO FUMIO****(54) METHOD AND DEVICE FOR ACTIVE CONTROL USING LATTICE TYPE FILTER****(57) Abstract:**

**PURPOSE:** To perform update processing by an active control unit which uses an adaptive type IIR digital filter for signal processing by using the lattice type filter for an all-electrode filter part and limiting the range of the values of respective filter coefficients so as to guarantee the safety of the filter at the time filter coefficient update.

**CONSTITUTION:** The lattice type all-electrode digital filter 25 is connected behind an all-zero filter 18 composed of an FIR digital filter which inputs a detection signal  $x(n)$  and a control signal  $y(n)$  is outputted. To minimize an error signal  $e(n)$ , an adapting means which adjusts the respective filter coefficients consists of the filter part 20 which filters specific characteristics of a detection signal  $x(n)$ , filter parts 26 and 27 which are equivalent to the digital filter, and coefficient update arithmetic parts 21 and 28.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-110693

(43) 公開日 平成7年(1995)4月25日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

G 1 0 K 11/178

H 0 3 H 17/02

17/04

17/06

L 8842-5 J

A 8842-5 J

A 8842-5 J

7346-5 H

G 1 0 K 11/ 16

H

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 15 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平5-255877

(22) 出願日 平成5年(1993)10月13日

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 江口 政樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ャープ株式会社内

(72) 発明者 小久保 文雄

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ャープ株式会社内

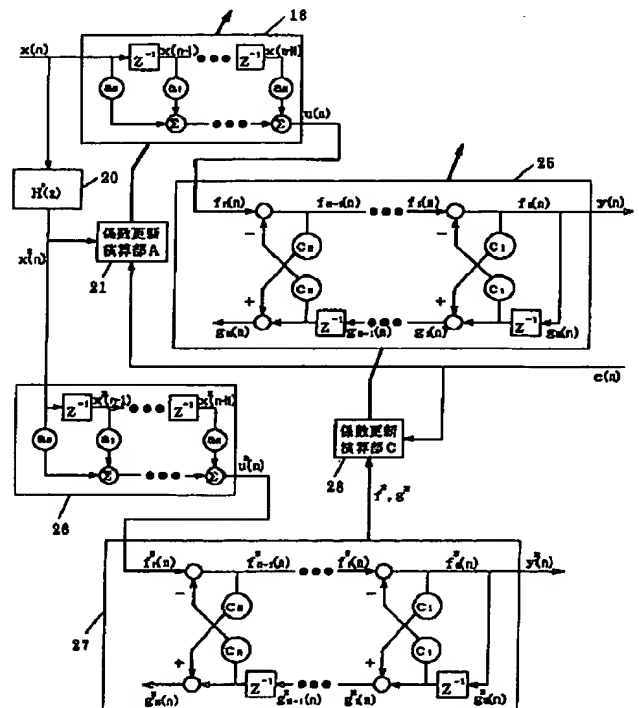
(74) 代理人 弁理士 佐野 静夫

(54) 【発明の名称】 格子型フィルタを用いた能動制御方法および装置

(57) 【要約】

【目的】 適応型 IIR デジタルフィルタを信号処理に用いた能動制御装置において、フィルタ係数更新時のフィルタの安定性を保証するため、全極フィルタ部を格子型フィルタにして、各フィルタ係数の値の範囲を制限して更新処理を行う。

【構成】 検出信号  $x(n)$  を入力とする FIR デジタルフィルタで構成された全零フィルタ 18 の後段に格子型全極デジタルフィルタ 25 が接続され、制御信号  $y(n)$  が出力される。また、誤差信号  $e(n)$  が最小になるように、各フィルタ係数を調整するための適応手段が、検出信号  $x(n)$  を所定の特性のフィルタリングするフィルタ部と、制御信号作成用のデジタルフィルタと等価なフィルタ部と、係数更新演算部から構成される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 物理現象量を検出して検出信号を出力する検出手段と、前記検出信号を入力し所定の信号処理を施して制御信号を出力する信号処理手段と、前記制御信号を入力して物理現象量に変換する物理現象出力手段と、希望する物理現象量と実際の物理現象量との誤差量を検出して誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号に応じて前記信号処理手段の特性を調整する適応手段を有する能動制御装置において、前記信号処理手段が全零フィルタと格子型多段全極フィルタを縦続接続した構成のデジタルフィルタを有し、前記適応手段が前記誤差信号のレベルを最小化するように、前記全零フィルタおよび全極フィルタの各係数を更新することを特徴とする能動制御装置。

【請求項 2】 請求項 1 の能動制御装置において、全零フィルタの後段に格子型全極フィルタが接続され、格子型フィルタの各段の係数が、その段の後進入力信号と前記誤差信号の積を用いて計算される更新量によって前記適応手段で更新されることを特徴とする能動制御方法。

【請求項 3】 請求項 1 の能動制御装置において、全零フィルタの後段に第 1 の格子型全極フィルタが接続された信号処理手段を有し、前記適応手段における第 1 の格子型全極フィルタの係数更新において、第 1 の格子型全極フィルタへの入力信号を所定の伝達特性でフィルタリングした信号を第 2 の格子型全極フィルタに入力し、第 2 の格子型全極フィルタの各段の信号と前記誤差信号を用いて係数更新量を決定し、第 2 の格子型全極フィルタは第 1 の格子型全極フィルタと同じ構成であることを特徴とする能動制御装置。

【請求項 4】 請求項 1 の能動制御装置において、第 1 の全零フィルタの後段に第 1 の格子型全極フィルタが接続された信号処理手段を有し、前記適応手段における第 1 の格子型全極フィルタの係数更新において、第 1 の全零フィルタへの入力信号を所定の伝達特性でフィルタリングした信号を第 2 の全零フィルタを経由して第 2 の格子型全極フィルタに入力し、第 2 の格子型全極フィルタの各段の信号と前記誤差信号を用いて係数更新量が決定され、第 2 の全零フィルタと第 1 の全零フィルタ、および第 2 の格子型全極フィルタと第 1 の格子型全極フィルタとは各々同じ構成であることを特徴とする能動制御装置。

【請求項 5】 請求項 3 又は請求項 4 の能動制御装置の第 1 の格子型フィルタの各段の係数更新において、第 2 の格子型フィルタの対応する段の後進入力信号と前記誤差信号の積を用いて更新量が決定されることを特徴とする能動制御方法。

【請求項 6】 請求項 1, 3, 又は 4 の能動制御装置又は請求項 2 若しくは請求項 5 の能動制御方法において、信号処理手段の格子型全極フィルタの各段の各々の係数が適応手段によって更新される場合の上限値、および下

限值が、各段の係数に対応して絶対値が 1 以下の所定の値に設定されることを特徴とする能動制御方法。

【請求項 7】 物理現象量を検出して検出信号を出力する検出手段と、前記検出信号を入力し所定の信号処理を施して制御信号を出力する信号処理手段と、前記制御信号を入力して物理現象量に変換する物理現象出力手段と、希望する物理現象量と実際の物理現象量との誤差量を検出して誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号に応じて前記信号処理手段の特性を調整する適応手段を有する能動制御装置において、

前記制御信号が誤差検出手段で検出される過程の伝達関数を同定するシステム同定手段を有し、システム同定手段は F I R (Finite Impulse Response) デジタルフィルタと格子型多段全極デジタルフィルタを縦続接続した主回路を用い、ARMA モデルでの同定を実施した後、前記主回路の構成を直接型構成の I I R (Infinite Impulse Response) デジタルフィルタに等価変換するとともに、前記適応手段において前記等価変換後の直接型構成の I I R デジタルフィルタを用いることを特徴とする能動制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、能動騒音制御装置、能動振動制御装置、エコーキャンセラ、適応等化器等における信号制御回路、その他、能動制御一般における信号処理回路に関する。

## 【0002】

【従来の技術】能動騒音制御装置の基本構成を図 4 に示す。図 4 において信号処理手段 2 は騒音検出手段 1 の出力信号  $x(n)$  を入力し、制御信号  $y(n)$  を音波発生手段 3 に出力する。さらに、適応手段 5 は誤差検出手段 4 から出力される誤差信号  $e(n)$  のレベルが最小になるように、信号処理手段 2 を逐次調整する。

【0003】騒音検出手段 1 はマイクロホン 6, アンプ 7, ローパスフィルタ 8, および A/D コンバータ 9 で構成され、誤差検出手段 4 はマイクロホン 14, アンプ 15, ローパスフィルタ 16, および A/D コンバータ 17 で構成されている。また、音波発生手段 3 は D/A コンバータ 10, ローパスフィルタ 11, アンプ 12, およびスピーカ 13 で構成されている。

【0004】また、図中の  $H(z)$  は信号処理手段の出力  $y(n)$  が音波発生手段 3 および誤差検出手段 4 を経由して検出される過程の伝達関数を表している。図 5 は、図 4 の信号処理手段 2 と適応手段 5 の従来技術における構成を示すものである。信号処理手段は全零フィルタ 18 と全極フィルタ 19 が縦続された直接型構成の I I R (Infinite Impulse Response) デジタルフィルタの用いられる。時間  $n$  における I I R デジタルフィルタの入力  $x(n)$ , 全零フィルタのフィルタ係数  $a_0(n) \sim a_N(n)$ , 全極フィルタのフィルタ係数  $b_1$

(n) ~ b<sub>n</sub>(n) とすると、その出力 y(n) は次式 \* 【0005】  
で表される。 \* 【数1】

$$y(n) = \sum_{i=0}^N a_i(n)x(n-i) + \sum_{j=1}^M b_j(n)y(n-j) \quad (1)$$

【0006】適応手段は、自乗誤差 e(n)<sup>2</sup> を評価関 ※ 信号 e(n) は次式、  
数 J とし、J を勾配法を用いて最小化する。ここで誤差 ※ 【数2】

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + \sum_{k=0}^L h_k y(n-k) \\ &= d(n) + \sum_{k=0}^L h_k \left\{ \sum_{i=0}^N a_i(n-k)x(n-i-k) + \sum_{j=1}^M b_j(n-k)y(n-j-k) \right\} \\ &\cong d(n) + \sum_{i=0}^N a_i(n)r_a(n-i) + \sum_{j=1}^M b_j(n)r_b(n-j) \end{aligned} \quad (2)$$

で表すことができる。ただし、式(2)においてフィル ★ a<sub>i</sub>(n), r<sub>b</sub>(n) は各々次式で表される。  
タ係数 a<sub>i</sub>(n), b<sub>j</sub>(n) の時間 L の間の変化は十分 【0007】  
小さいと仮定している。また、式(2)において r ★ 【数3】

$$r_a(n) = \sum_{k=0}^L h_k x(n-k) \quad (3)$$

$$r_b(n) = \sum_{k=0}^L h_k y(n-k) \quad (4)$$

従って、フィルタ係数 a<sub>i</sub>(n), b<sub>j</sub>(n) の勾配法を ☆ 【0008】  
用いた更新は次式となる。 ☆ 【数4】

$$a_i(n+1) = a_i(n) - 2\mu e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial a_i(n)} \quad (5)$$

$$b_j(n+1) = b_j(n) - 2\nu e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial b_j(n)} \quad (6)$$

【0009】ここで、μ, ν はステップサイズパラメー ◆ 【数5】  
タである。さらに、 ◆

$$\alpha_i(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial a_i(n)} \quad (7)$$

$$\beta_j(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial b_j(n)} \quad (8)$$

と置けば、 【数6】

$$\alpha_i(n) = r_a(n-i) + \sum_{k=1}^M b_k(n)\alpha_i(n-k) \quad (9)$$

$$\beta_j(n) = r_b(n-j) + \sum_{k=1}^M b_k(n)\beta_j(n-k) \quad (10)$$

となる。ただし、式(9), (10)においては次式の 【0010】  
近似を用いている。 【数7】

$$\frac{\partial r_a(n-k)}{\partial a_i(n)} \cong \alpha_i(n-k) \quad (11)$$

$$\frac{\partial r_b(n-k)}{\partial b_j(n)} \cong \beta_j(n-k) \quad (12)$$

【0011】従って、フィルタ係数  $a_i(n)$ 、 $b_j(n)$  の更新式は次式となる。 \* 【数8】

$$a_i(n+1) = a_i(n) - 2\mu e(n)\alpha_i(n) \quad (13)$$

$$b_j(n+1) = b_j(n) - 2\nu e(n)\beta_j(n) \quad (14)$$

【0012】さらに、式(13)、(14)の更新演算を簡単にするため、次式の近似が用いられる。 ※ 【0013】

$$\alpha_i(n) \simeq r_a(n-i) \quad (15)$$

$$\beta_j(n) \simeq r_b(n-j) \quad (16)$$

【0014】図5において適応手段は、全零フィルタ18の適応部と全極フィルタ19の適応部の2組の適応部に分けられる。全零フィルタの適応部はフィルタ入力  $x(n)$  を入力して、式(3)によってリファレンス信号  $r_a(n)$  を出力するフィルタ部20と、リファレンス信号  $r_a(n)$  と誤差信号  $e(n)$  を、用いて式(13)によってフィルタ係数  $a_i(n)$  を更新する係数更新演算部A21から構成される。

【0015】また、全極フィルタの適応部はフィルタ出力  $y(n)$  を入力して、式(4)によってリファレンス信号  $r_b(n)$  を出力するフィルタ部22と、リファレンス信号  $r_b(n)$  と誤差信号  $e(n)$  を用いて式(14)によってフィルタ係数  $b_j(n)$  を更新する係数更新演算部B23から構成される。フィルタ部20、およびフィルタ部22は図4における伝達関数  $H(z)$  の推★

★定伝達関数  $H'(z)$  を有している。この伝達関数  $H(z)$  はMAモデルで推定される場合が多いが、モデルの次数を小さくするためにARMAモデルで推定される場合もある。

【0016】従来の能動騒音制御装置において、この伝達関数  $H(z)$  をARMAモデルで推定する場合、図6の構成が用いられている。図6は全零フィルタ18と全極フィルタ19が縦続された直接型構成のIIRデジタルフィルタを、出力誤差  $e(n)$  を用いて適応動作させて伝達関数  $H(z)$  を推定する構成である。フィルタ係数  $a_i(n)$ 、 $b_j(n)$  の更新方法は基本的には上述の能動騒音制御時の場合と同じであり、図6の構成に従って記述すれば次式になる。

【0017】  
【数10】

$$a_i(n+1) = a_i(n) + 2\mu e(n)\alpha_i(n) \quad (17)$$

$$b_j(n+1) = b_j(n) + 2\nu e(n)\beta_j(n) \quad (18)$$

【0018】ここで、 $\alpha_i(n)$ 、 $\beta_j(n)$  は、式(15)、(16)と同等の近似を行えば次式となる。 ☆ 【数11】

$$\alpha_i(n) \simeq x(n-i) \quad (19)$$

$$\beta_j(n) \simeq y(n-j) \quad (20)$$

【0019】適応動作後のフィルタ係数  $a_i$ 、 $b_j$  を用いれば伝達関数  $H(z)$  の推定値  $H'(z)$  は次式で示される。 ◆ 【数12】

$$H'(z) = \frac{\sum_{i=0}^N a_i z^{-i}}{1 - \sum_{j=1}^M b_j z^{-j}} \quad (21)$$

【0020】式(13)、(14)、および式(17)、(18)によるフィルタ係数更新アルゴリズムはフィルタの安定性が保証されていない。そこで、超安定

性の概念に基づいたSHARFアルゴリズムが提案されている。SHARFアルゴリズムでは式(13)、(14)、および式(17)、(18)における誤差信号  $e$

(n)の代わりに次式で定義される $v(n)$ が用いられる。

$$v(n) = e(n) + \sum_{i=1}^P w_i e(n-i)$$

ただし、式(22)における $w_i$ 、および $P$ は所定の条件を満たすように決定する必要がある。

#### 【0022】

【発明が解決しようとする課題】図5に示すように直接型構成のIIRデジタルフィルタのフィルタ係数を、式(13)、式(14)を用いて適応的に更新するとき、全極フィルタ19の安定性は必ずしも保証されない。このため能動制御中に全極フィルタ19で出力信号 $y(n)$ が発散し制御崩壊に至る場合がある。また、SHARFアルゴリズムを用いる場合においても実際には式(22)における $w_i$ 、および $P$ の決定が困難である。さらに、図4においてスピーカ13からマイクロホン6への音響フィードバックが大きい場合、能動騒音制御におけるフィルタ係数の最適値が、フィルタ自体の不安定領域に接近するため、外乱等によるフィルタ係数の誤調整がフィルタの安定性に重大な影響を与える。

【0023】本発明は上述のような問題点に鑑み、IIRデジタルフィルタを用いた能動制御において、フィルタ係数の適応過程におけるフィルタの安定性を保持しようとするものである。

#### 【0024】

【課題を解決するための手段】本発明は前記目的を達成するため、物理現象量(例えば音量)を検出して検出信号を出力する検出手段と、前記検出信号を入力し所定の信号処理を施して制御信号を出力する信号処理手段と、前記制御信号を入力して物理現象量に変換する物理現象出力手段と、希望する物理現象量と実際の物理現象量との誤差量を検出して誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号に応じて前記信号処理手段の特性を調整する適応手段を有する能動制御装置において、前記信号処理手段に全零フィルタと格子型多段全極フィルタを縦続接続した構成のデジタルフィルタを用い、前記適応手段が前記誤差信号のレベルを最小化するように、前記全零フィルタおよび全極フィルタの各係数を更新する。さらに、格子型全極フィルタの各段の各々のフィルタ係数を適応手段によって更新するとき、フィルタ係数の上限値、および下限値を各段の係数に対応して設定し、それらの上下限値の絶対値を1以下の値とする。格子型全極フィルタの係数更新量には、その算出演算量を少なくするため、格子型フィルタの各段の後進入力信号と前記誤差信号の積に比例した値を用いる。

【0025】また、能動制御装置において、前記制御信号が誤差検出手段で検出される過程の伝達関数を同定する際、このシステム同定手段はFIR(Finite Impulse Response)デジタルフィルタと格子型多段全極ディ

\*【0021】

\*【数13】

(22)

ジタルフィルタを縦続接続した主回路を用い、ARMAモデルでの同定を実施した後、前記主回路の構成を直接型構成のIIRデジタルフィルタに等価変換するとともに、前記適応手段において前記等価変換後の直接型構成のIIRデジタルフィルタを用いるようにする。

#### 【0026】

【作用】本発明によれば、物理現象量を検出して検出信号を出力する検出手段と、前記検出信号を入力し所定の信号処理を施して制御信号を出力する信号処理手段と、前記制御信号を入力して物理現象量に変換する物理現象出力手段と、希望する物理現象量と実際の物理現象量との誤差量を検出して誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号に応じて前記信号処理手段の特性を調整する適応手段を有する能動制御装置において、前記信号処理手段に全零フィルタと格子型多段全極フィルタを縦続接続した構成のデジタルフィルタを用い、前記適応手段が前記誤差信号のレベルを最小化するように、前記全零フィルタおよび全極フィルタの各係数を更新する。

【0027】さらに、格子型全極フィルタの各段の各々のフィルタ係数を適応手段によって更新するとき、フィルタ係数の上限値、および下限値を各段の係数に対応して設定し、それらの上下限値の絶対値を1以下の値とする。一方、格子型全極フィルタの安定条件は格子型全極フィルタの全段の係数の絶対値が1より小さいことであるので、本発明によれば全極フィルタ部の安定性を適応過程で常に保持することが可能になる。さらに本発明によれば、格子型全極フィルタのフィルタ係数更新の際、評価関数曲面のフィルタ係数に対する勾配方向を、格子型全極フィルタの各段の後進入力と誤差信号の積で近似するため、格子型全極フィルタの段数のオーダの演算量でフィルタ係数の更新ができ、格子型フィルタを用いたことによる演算量の増加を最少にとどめることができる。

【0028】また、本発明における能動制御装置において、前記制御信号が誤差検出手段で検出される過程の伝達関数を同定する際、このシステム同定手段はFIR(Finite Impulse Response)デジタルフィルタと格子型多段全極デジタルフィルタを縦続接続した主回路を用い、ARMAモデルでの同定を実施した後、前記主回路の構成を直接型構成のIIRデジタルフィルタに等価変換するとともに、前記適応手段において前記等価変換後の直接型構成のIIRデジタルフィルタを用いるようにすれば、上述のように容易に適応過程におけるフィルタの安定性を維持することが可能になるとともに、能動制御時の適応手段におけるフィルタ部の演算量

を最小にすることができる。

【0029】

【実施例】図1は本発明の第1の実施例に係わる格子型デジタルフィルタを用いた能動騒音制御装置の信号処理手段、および適応手段の構成図である。全体の構成は図4に示した基本構成と同じであるので本実施例の説明は図1の部分について行う。図1において信号処理手段は、騒音検出手段1から出力された騒音信号 $x(n)$ を\*

$$u(n) = \sum_{i=0}^N a_i(n)x(n-i) \quad (23)$$

また、格子型デジタルフィルタ25の入出力は、時間 $n$ における第 $m$ 段の前進入力を $f_m(n)$ 、後進入力を $g_{m-1}(n)$ 、フィルタ係数を $c_m(n)$ とすると第 $m$ 段の前進出力 $f_{m-1}(n)$ 、後進出力 $g_m(n)$ は次式で表

$$f_{m-1}(n) = f_m(n) - c_m(n)g_{m-1}(n-1) \quad (24)$$

$$g_m(n) = g_{m-1}(n-1) + c_m(n)f_{m-1}(n) \quad (25)$$

$$m = 1, 2, \dots, M$$

$$f_M(n) = u(n) \quad (26)$$

$$f_0(n) = g_0(n) = y(n) \quad (27)$$

【0032】さらに式(23)～式(27)はまとめて、

$$y(n) = \sum_{i=0}^N a_i(n)x(n-i) - \sum_{m=1}^M c_m(n)g_{m-1}(n-1) \quad (28)$$

と記述することができる。

【0033】ここでリファレンス信号 $x^*(n)$ を、

$$x^*(n) = \sum_{k=0}^L h_k x(n-k) \quad (29)$$

と定義し、 $x^*(n)$ を入力信号として全零フィルタ18と同じ構成のフィルタを動作したときの出力信号を $u^*(n)$ 、また $u^*(n)$ を入力として格子型全極フィルタ25と同じ構成のフィルタを動作したときの、第 $m$ 段の前進入力を $f_m^*(n)$ 、後進入力を $g_{m-1}^*(n)$ 、最

$$e(n) \cong d(n) + y^*(n)$$

$$= d(n) + \sum_{i=0}^N a_i(n)x^*(n-i) - \sum_{m=1}^M c_m(n)g_{m-1}^*(n-1) \quad (30)$$

ただし、式(30)においてフィルタ係数 $a_i(n)$ 、 $c_m(n)$ の時間 $L$ の間の変化は十分小さいと仮定している。

【0035】次に、適応手段は自乗誤差 $e(n)^2$ を評

\*入力して、信号 $u(n)$ を出力する全零デジタルフィルタ18と、信号 $u(n)$ を入力して制御信号 $y(n)$ を出力する格子型全極デジタルフィルタ25から構成されている。全零デジタルフィルタ18の入出力はフィルタ係数 $a_i(0) \sim a_i(N)$ を用いて次式で表される。

【0030】

【数14】

※される。

【0031】

【数15】

★【数16】

【数17】

☆終段の前進出力を $f_0^*(n) = y^*(n)$ と表し、式

(28)を考慮すれば誤差信号 $e(n)$ は次式で表される。

【0034】

【数18】

◆価関数 $J$ とし、 $J$ を勾配法を用いて最小化する。従ってフィルタ係数 $a_i(n)$ 、 $c_m(n)$ の更新式は次式で表される。

【数19】

11

12

$$a_i(n+1) = a_i(n) - 2\mu e(n) \frac{\partial y^*(n)}{\partial a_i(n)} \quad (31)$$

$$c_m(n+1) = c_m(n) - 2\nu e(n) \frac{\partial y^*(n)}{\partial c_m(n)} \quad (32)$$

【0036】ここで、 $\mu$ 、 $\nu$ はステップサイズパラメータである。また、\*【数20】

$$\frac{\partial y^*(n)}{\partial a_i(n)} = x^*(n-i) - \sum_{j=1}^M c_j(n) \frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial a_i(n-1)} \quad (33)$$

$$\frac{\partial y^*(n)}{\partial c_m(n)} = -g_{m-1}^*(n-1) - \sum_{j=1}^M c_j(n) \frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial c_m(n-1)} \quad (34)$$

である。

※次式の近似を用いている。

【0037】ただし、式(33)、(34)においては※【数21】

$$\frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial a_i(n)} \cong \frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial a_i(n-1)} \quad (35)$$

$$\frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial c_m(n)} \cong \frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial c_m(n-1)} \quad (36)$$

【0038】さらに、本実施例では式(33)、(34)の演算を簡単にするため、次式の近似アルゴリズム★【数22】

$$\frac{\partial y^*(n)}{\partial a_i(n)} \cong x^*(n-i) \quad (37)$$

$$\frac{\partial y^*(n)}{\partial c_m(n)} \cong -g_{m-1}^*(n-1) \quad (38)$$

【0039】従って、フィルタ係数 $a_i(n)$ 、 $c_m(n)$ の更新式は次式となる。☆【数23】

$$a_i(n+1) = a_i(n) - 2\mu e(n) x^*(n-i) \quad (39)$$

$$c_m(n+1) = c_m(n) + 2\nu e(n) g_{m-1}^*(n-1) \quad (40)$$

【0040】図1において、全零デジタルフィルタ18の適応部はフィルタ入力 $x(n)$ を入力して、式(29)によってリファレンス信号 $x^*(n)$ を出力するフィルタ部20と、リファレンス信号 $x^*(n)$ と誤差信号 $e(n)$ を用いて式(39)によってフィルタ係数 $a_i(n)$ を更新する係数更新演算部A21から構成される。格子型全極デジタルフィルタ25の適応部は、リファレンス信号 $x^*(n)$ を入力とする、全零デジタルフィルタ18と同じ構成のフィルタ部26と、その出力信号 $u^*(n)$ を入力とする格子型全極デジタルフィルタ25と同じ構成のフィルタ部27と、フィルタ部27で得られた後進信号 $g_m^*(n)$ と誤差信号 $e(n)$  ◆

◆を用いて式(40)でフィルタ係数 $c_m(n)$ を更新する係数更新演算部C28から構成される。これら2つの係数更新演算部によりフィルタ係数 $a_i$ 、 $c_m$ は最適値に近づいていくことになる。

【0041】図2は本発明の第2の実施例に係わる格子型デジタルフィルタを用いた能動騒音制御装置の信号処理手段、および適応手段の構成図である。第1の実施例と異なるのは、格子型全極デジタルフィルタ25の適応部において、信号 $u^*(n)$ を作成する際、全零デジタルフィルタ18の出力 $u(n)$ を用いて、次式

【0042】

【数24】

$$u^*(n) = \sum_{k=0}^L h_k u(n-k) \quad (41)$$

で計算している点である。式(41)で計算される $u^*(n)$ と実施例1で説明した $u^*(n)$ がほぼ等価であることは、 $a_i(n)$ の時間Lの間の変化が十分小さい

という仮定の基で明かである。図2では式(41)の演算がフィルタ部29で実行される。その他の構成は第1実施例と同じである。



【0043】さらに、第1実施例、および第2実施例において、格子型全極デジタルフィルタ25のフィルタ係数の絶対値が1以上にならないように係数更新演算部C28で常時監視される。すなわち、係数更新式(40)において、 $c_m(n+1)$ の値が、予め設定したフィルタ係数 $c_m$ の下限値 $c_{min,m}$ と上限値 $c_{max,m}$ を越えた場合、フィルタ係数 $c_m(n+1)$ は越えた境界値の値でクリップされる。このとき下限値 $c_{min,m}$ 、上限値

$$\sum_{j=1}^M c_j(n) \frac{\partial g_{j-1}^*(n-1)}{\partial c_m(n-1)} \simeq c_{m+1}(n) \psi_m(n) - g_{m-1}^*(n-2) \phi_{m-1}(n) \quad (42)$$

ここで、 $\psi_m(n)$ 、 $\phi_m(n)$ は次式で定義される。

【0045】

$$\psi_m(n) = 2f_{m-1}^*(n-1) - f_m^*(n-1), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (43)$$

$$\phi_m(n) = c_{m+1}(n) c_m(n-1) + \phi_{m-1}(n), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (44)$$

【0046】ただし、 $m=0$ のとき $\phi_{-1}(n)=0$ である。また式(42)の導出過程では、  
【数27】

$$\frac{\partial g_j^*(n-2)}{\partial c_m(n-1)}$$

の項を省略している。式(42)を用いた場合、計算量は増加するがその計算量は格子型フィルタ25の次数Mのオーダーでありリアルタイム処理も可能である。

【0047】図3は本発明の第3の実施例における格子型デジタルフィルタを用いた能動騒音制御装置のシステム同定手段の構成を示す。図4に示したような構成の能動騒音制御を行う場合、信号処理手段2の出力 $y(n)$ が音波発生手段3および誤差検出手段4を経由して検出される過程の伝達関数 $H(z)$ を、図1や図2のフィルタ部20、およびフィルタ部29に与える必要が★

$$a_i(n+1) = a_i(n) + 2\mu e(n)x(n-i) \quad (45)$$

$$c_m(n+1) = c_m(n) - 2\nu e(n)g_{m-1}(n-1) \quad (46)$$

【0050】係数更新演算部A21では誤差信号 $e(n)$ と全零フィルタ18の入力信号 $x$ を用い式(45)によってフィルタ係数 $a$ が更新される。係数更新演算部C30では誤差信号 $e(n)$ と格子型フィルタ25の後進信号 $g_m$ を用い式(46)によってフィルタ係数 $c$ が更新される。このようにして求められたフィルタを図1や図2のフィルタ部20、およびフィルタ部29に与えるのであるが、格子型フィルタ部の係数 $c_m$ は、直

$$-b_j(m+1) = b_j(m) + c_m b_{m-j+1}(m), \quad j = 0, 1, \dots, M \quad (47)$$

ただし、 $b_{M+1}(M)=0$ 、 $b_0(m)=1$ である。また、本発明は図4のマイクロホン6、およびマイクロホン14を加速度ピックアップに換え、スピーカ13を加振器に換えれば能動振動制御装置への適用例になる。

\*  $c_{max,m}$ の絶対値は1より小さい適切な値に設定される。以上の実施例ではフィルタ係数 $c_m(n)$ の更新の際、式(34)の第2項を省略した近似アルゴリズムを用いたが、式(34)の第2項を次式で近似して用いることもできる。

【0044】

【数25】

※【数26】

★ある。

【0048】第1実施例の式(29)ではこの伝達関数  
20  $H(z)$ はMAモデルで表されているが、図3ではARMAモデルで推定するものである。図3では、ホワイトノイズを全零フィルタ18と格子型全極フィルタ25を縦続接続したIIRデジタルフィルタと音波発生手段3に入力したときの、誤差検出手段の出力 $d(n)$ と格子型全極フィルタの出力 $y(n)$ との差 $e(n)=d(n)-y(n)$ を誤差信号とする。そして適応手段は自乗誤差 $e(n)^2$ を評価関数 $J$ とし、 $J$ を勾配法を用いて各フィルタ係数 $a_i$ 、 $c_m$ を推定する。フィルタ係数の更新方法の基本的な部分は第1実施例のときと同じであり、次式で表される。

【0049】

【数28】

☆ 接型構成時の係数 $b_j$ に変換され図5の全極フィルタ19の構成にして、フィルタ部20やフィルタ部29で用いて能動制御が行われる。

【0051】格子型フィルタの係数 $c_m$ から直接型構成の係数 $b_j$ への変換は、次のLevinson-Durbinの再帰式を用いる。

【数29】

【0052】

【発明の効果】本発明によれば、物理現象量を検出して検出信号を出力する検出手段と、前記検出信号を入力し所定の信号処理を施して制御信号を出力する信号処理手

段と、前記制御信号を入力して物理現象量に変換する物理現象出力手段と、希望する物理現象量と実際の物理現象量との誤差量を検出して誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号に応じて前記信号処理手段の特性を調整する適応手段を有する能動制御装置において、前記信号処理手段に全零フィルタと格子型多段全極フィルタを縦続接続した構成のデジタルフィルタを用い、前記適応手段が前記誤差信号のレベルを最小化するように、前記全零フィルタおよび全極フィルタの各係数を更新する。

【0053】さらに、格子型全極フィルタの各段の各々のフィルタ係数を適応手段によって更新するとき、フィルタ係数の上限値、および下限値を各段の係数に対応して設定し、それらの上下限値の絶対値を1以下の値とする。一方、格子型全極フィルタの安定条件は格子型全極フィルタの全段の係数の絶対値が1より小さいことであるので、全極フィルタ部の安定性を適応過程で常に保持することが可能になる。

【0054】さらに本発明によれば、格子型全極フィルタのフィルタ係数更新の際、評価関数曲面のフィルタ係数に対する勾配方向を、格子型全極フィルタの各段の後進入力と誤差信号の積で近似するため、格子型全極フィルタの段数のオーダの演算量でフィルタ係数の更新ができ、格子型フィルタを用いたことによる演算量の増加を最少にとどめることができる。

【0055】また、本発明における能動制御装置において、前記制御信号が誤差検出手段で検出される過程の伝達関数を同定する際、このシステム同定手段はFIR (Finite Impulse Response) デジタルフィルタと格子型多段全極デジタルフィルタを縦続接続した主回路を用い、ARMAモデルでの同定を実施した後、前記主回路の構成を直接型構成のIIRデジタルフィルタに等価変換するとともに、前記適応手段において前記等価変換後の直接型構成のIIRデジタルフィルタを用いるようにすれば、上述のように容易に適応過程におけるフィルタの安定性を維持することが可能になるとともに、能動制御時の適応手段におけるフィルタ部の演算量を最小にすることができる。

【0056】以上のように本発明によれば、外乱等によってフィルタ係数の適応過程でフィルタが不安定になってしまうという不具合を好適に解消し、フィルタの安定性を確実に保持できる。

【図面の簡単な説明】

\*

\* 【図1】本発明の実施例における能動制御装置の格子型デジタルフィルタ部分の構成図。

【図2】本発明の実施例における能動制御装置の格子型デジタルフィルタの構成図。

【図3】本発明の実施例における能動制御装置のシステム同定手段の構成図。

【図4】能動騒音制御装置の基本構成図。

【図5】従来の能動制御装置の信号処理手段および適応手段の構成図。

10 【図6】従来の能動制御装置におけるシステム同定手段の構成図。

【符号の説明】

1 騒音検出手段

2 信号処理手段

3 音波発生手段

4 誤差検出手段

5 適応手段

6 マイクロホン

7 アンプ

20 8 ローパスフィルタ

9 ADコンバータ

10 DAコンバータ

11 ローパスフィルタ

12 アンプ

13 スピーカ

14 マイクロホン

15 アンプ

16 ローパスフィルタ

17 ADコンバータ

30 18 全零フィルタ

19 全極フィルタ

20 フィルタ部

21 係数更新演算部A

22 フィルタ部

23 係数更新演算部B

24 同定対象システム

25 格子型全極フィルタ

26 フィルタ部

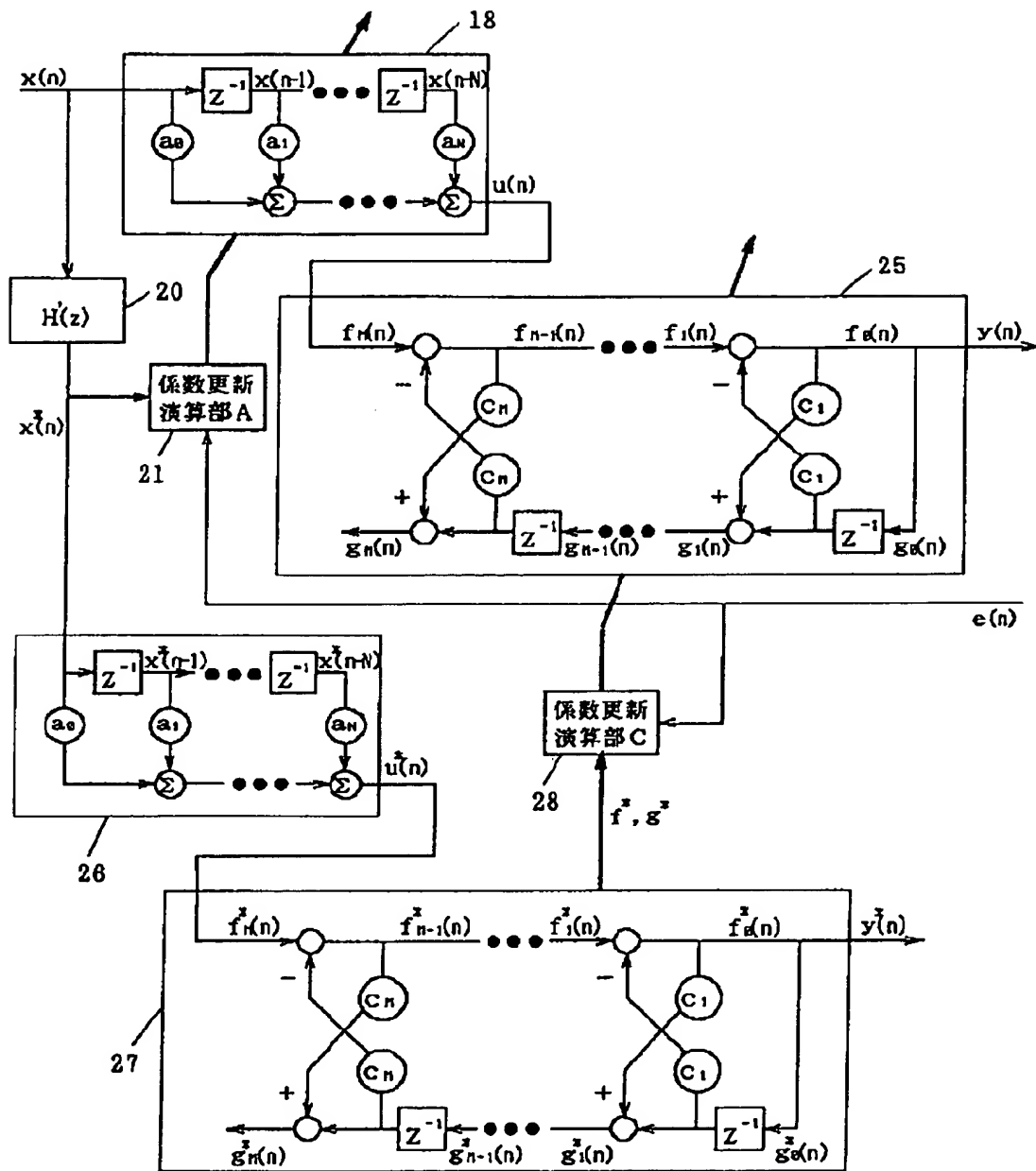
27 フィルタ部

40 28 係数更新演算部C

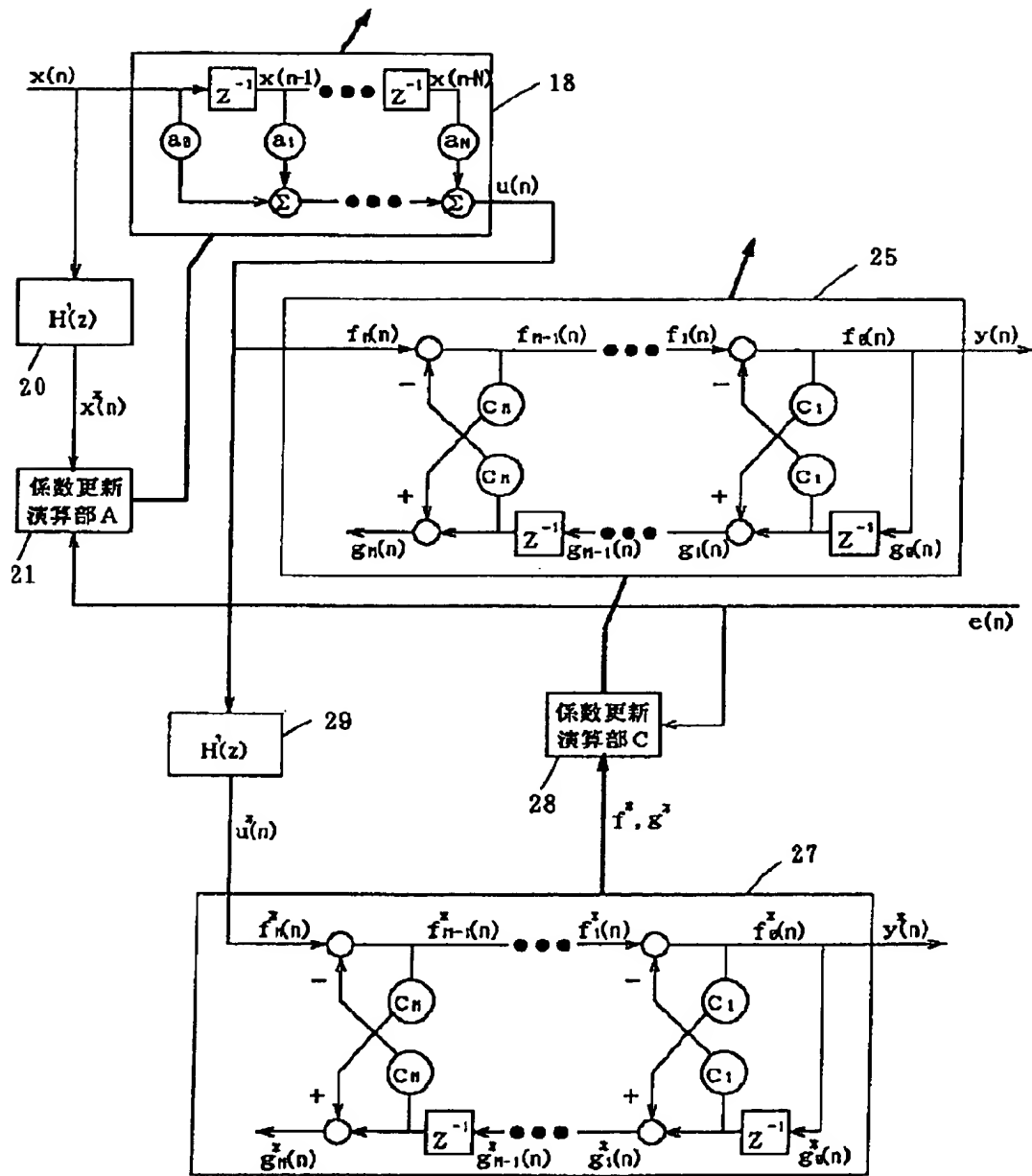
29 フィルタ部

30 係数更新演算部C

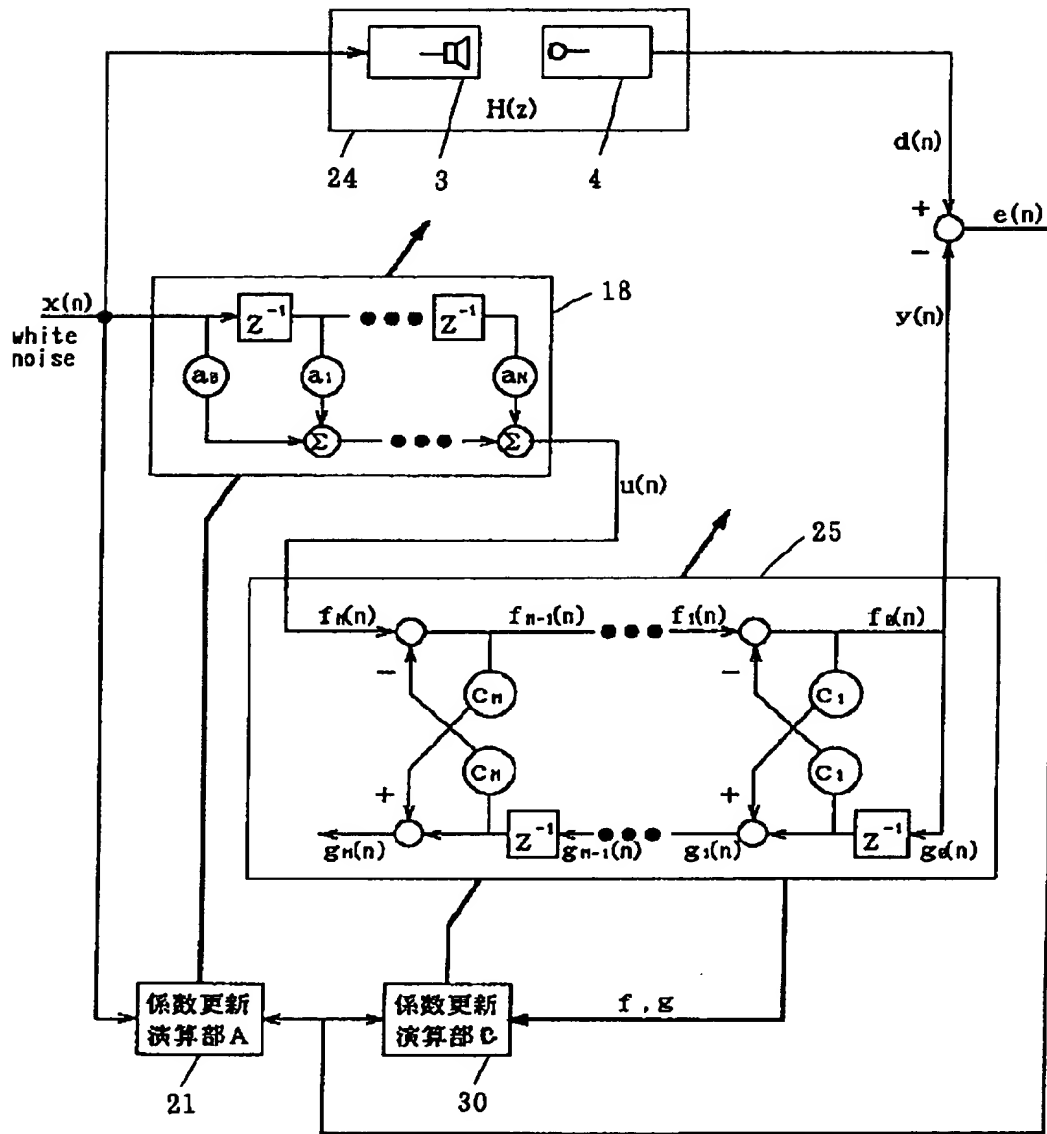
【図 1】



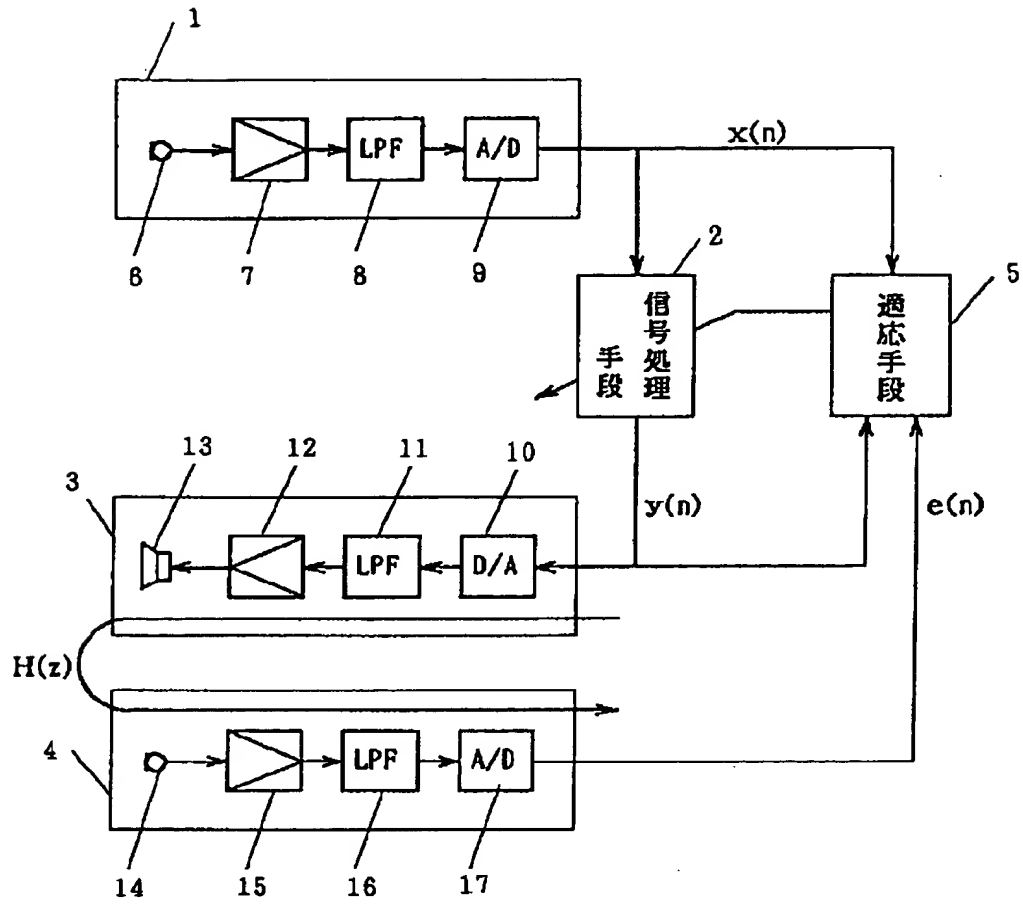
【図2】



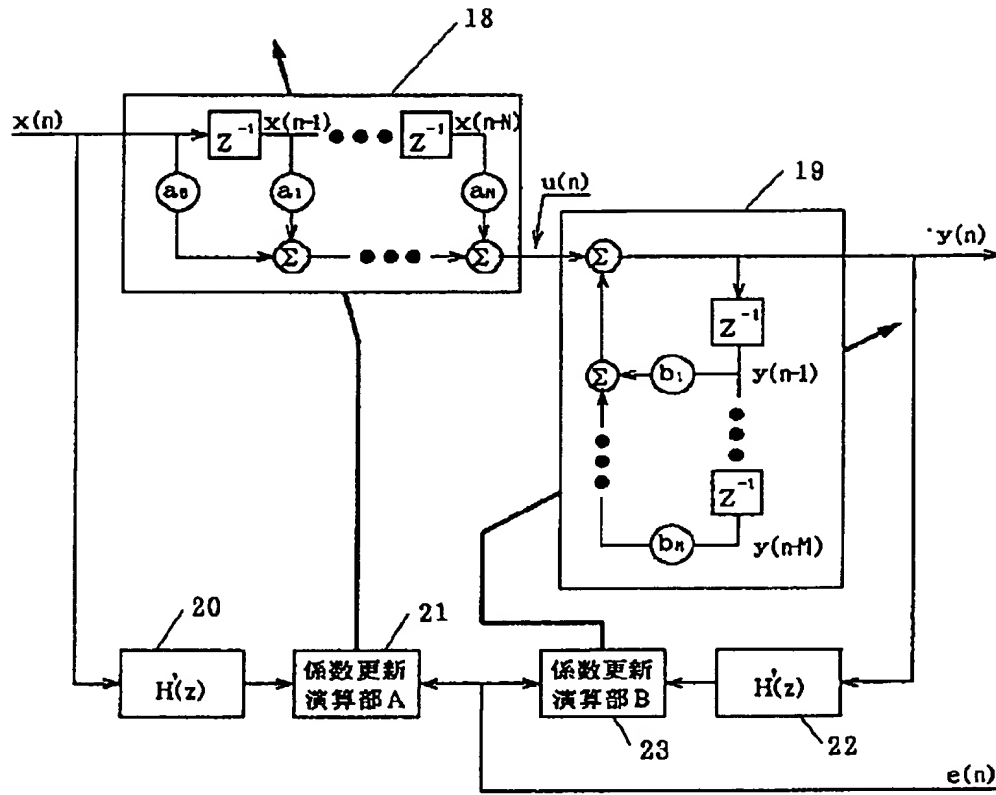
【図 3】



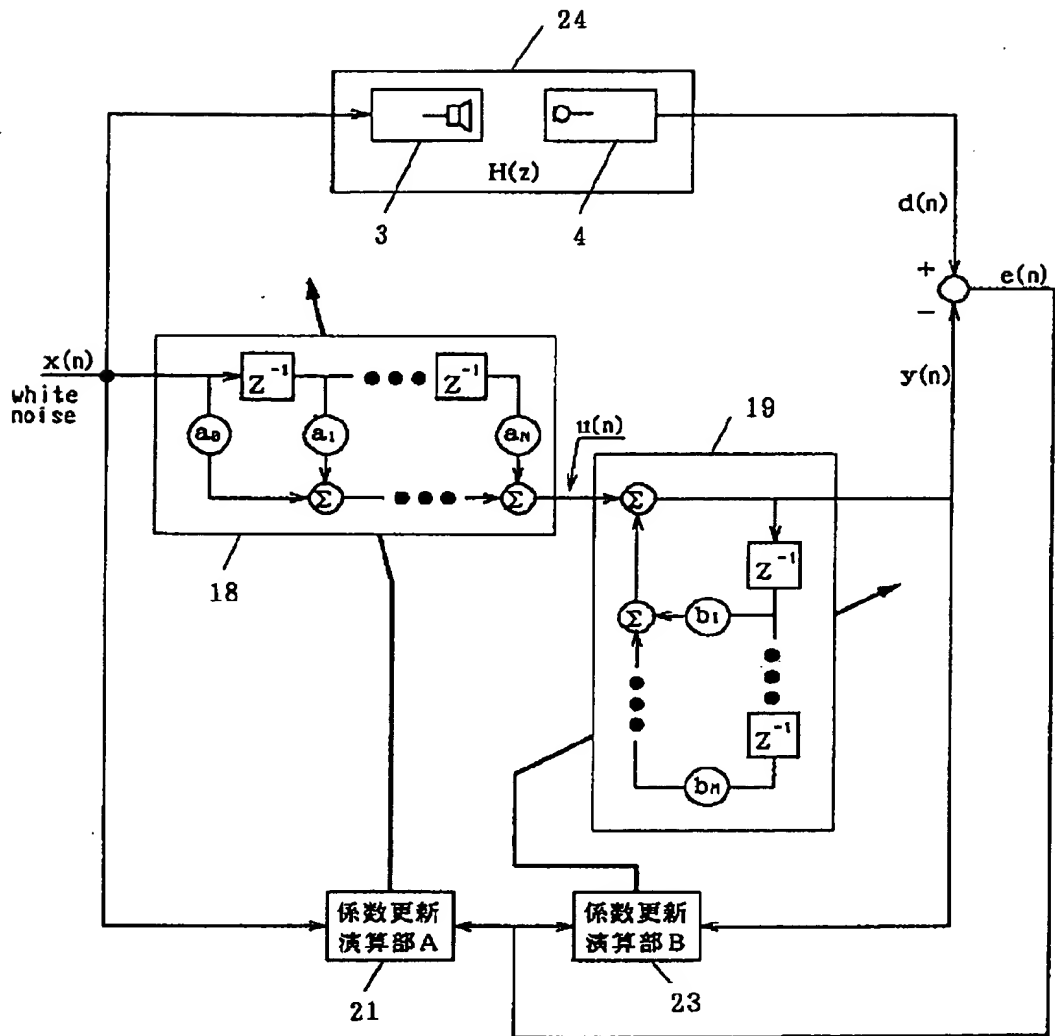
【図 4】



【図 5】



【図 6】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>  
H 0 3 H 21/00

識別記号 庁内整理番号  
8842-5 J

F I

技術表示箇所